

基于有限分辨率移相器的 多用户毫米波大规模 MIMO 系统混合预编码设计

黄 菲

摘要：毫米波大规模多输入多输出（Multiple-input Multiple-output, MIMO）被认为是未来 5G 的关键技术之一，模拟/数字混合预编码广泛应用于毫米波大规模 MIMO 系统中。现有混合预编码设计通常需要无限或高分辨率移相器来实现，然而工程实践中需采用低分辨率移相器以降低硬件成本和系统功耗。本文以最大化系统频谱效率为目标，研究基于有限分辨率移相器的多用户毫米波大规模 MIMO 系统混合预编码设计。首先，本文利用有限分辨率移相器构造近似 DFT 码本，通过方向图对比，近似 DFT 码本较好保持着 DFT 码本的正交特性及方向增益。接着，通过引入净频谱效率，将模拟预编码与数字预编码解耦合。为避免波束冲突并最大化系统净频谱效率，本文提出基于匈牙利算法的波束选择方案，从近似 DFT 码本中选取码字构造模拟预编码，并利用数字预编码消除多用户干扰。仿真结果表明，在系统频谱效率方面，提出的混合预编码方案优于现有混合预编码方案，例如当 SNR=14dB 时，所提方案的系统频谱效率相较于 TS 方案和 OMP 方案分别有 12.4%和 24.6%的提升，且移相器的分辨率对系统频谱效率影响很小，例如当移相器位数从 7 降至 3 时，所提方案的系统频谱效率降低不到 1bps/Hz。仿真结果同时表明，移相器分辨率的降低为获得更高的系统能量效率提供了可能。

关键词：5G；毫米波通信；大规模多输入多输出；移相器；混合预编码

1 引言

毫米波通信由于具有丰富的频谱资源，已成为未来 5G 最有前途的关键技术之一^[1]。与微波频段相比，毫米波频段的天线元件孔径更小，使其能够在一定尺寸内封装大量的天线元件，从而采用大规模多输入多输出（Multiple-Input Multiple-Output, MIMO）技术通过波束赋形来提高天线增益^[2]，解决毫米波频段的高路径损耗和衰减问题，并通过多个数据流服务多个用户，提高系统的频谱效率。

传统 MIMO 系统通常采用纯数字预编码架构，其中每个天线配置一个射频（Radio Frequency, RF）链路。考虑到毫米波系统中的硬件成本及功耗，纯数字预编码难以应用于毫米波频段。因此，模数混合预编码架构被提出，成为毫米波大规模 MIMO 系统节约成本和功耗的替代方案^{[3][4][5][6]}。在该架构下，并行的多

个数据流首先经过基带数字预编码映射到若干个 RF 链路上，然后通过移相器网络实现模拟预编码，最后经由阵列天线实现信号发送。一般而言，模拟预编码可以提供波束赋形增益，数字预编码可以提供多子流或多用户的复用增益。

文献[3]针对毫米波大规模 MIMO 信道的系数特性，将混合预编码设计构造为稀疏重建问题，并基于正交匹配追踪（Orthogonal Matching Pursuit, OMP）迭代得出模拟预编码和数字预编码矩阵。文献[4]以最大化系统可达速率为目标，提出一种双阶（Two Stage, TS）有限反馈多用户混合预编码设计方法，首先独立设计每个用户的模拟预编码，再通过等效矩阵进行数字预编码设计，该方法未考虑波束冲突问题，即多个用户使用相同波束时系统可达速率会严重下降。在毫米波大规模 MIMO 场景中，混合预编码架构通常需要大量的移相器，由于移相器的功耗与移相器的精度成正比，且高精度的移相器在现有技术中很难实现[5]，因此在实际工程中混合预编码架构需要采用低精度的移相器。本文以最大化系统频谱效率为目标，研究基于有限分辨率移相器的多用户毫米波大规模 MIMO 系统混合预编码设计。利用有限分辨率移相器构造近似 DFT 码本，通过引入净频谱效率，将模拟预编码与数字预编码解耦合。为避免波束冲突并最大化系统净频谱效率，提出基于匈牙利算法的波束选择方案，从近似 DFT 码本中选取码字构造模拟预编码，并利用数字预编码消除多用户干扰。

2 系统模型

2.1 信号传输模型

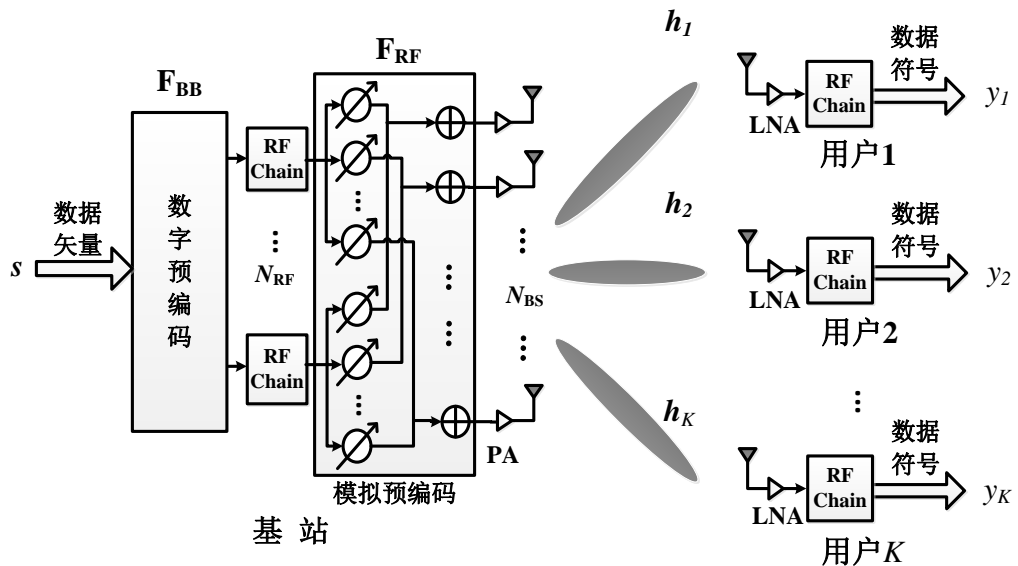


图 1 多用户毫米波大规模 MIMO 混合预编码系统模型

本文针对多用户毫米波大规模 MIMO 通信系统进行混合预编码算法设计，

系统模型如图 1 所示。基站(Base Station, BS)端配有 N_{BS} 根均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA)天线和 N_{RF} 条射频链路, 基于正交多址接入技术, 同时服务 K 个单天线用户(User Equipment, UE)。基站可同时服务的用户数目受限于其射频链路数, 即 $K \leq N_{\text{RF}}$ 。

考虑下行链路数据传输, K 个用户接收到的信号表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{s} \triangleq [s_1, s_2, \dots, s_K]^T$ 表示发送给 K 个用户的数据矢量且满足总发送功率 P_d 约束 $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{P_d}{K}\mathbf{I}_K$; $\mathbf{y} \triangleq [y_1, y_2, \dots, y_K]^T$ 表示 K 个用户分别接收到的信号; $\mathbf{H}^T \triangleq [\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T, \dots, \mathbf{h}_K^T]$, 其中 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{1 \times N_{\text{BS}}}$ 表示基站与第 k ($k \in \mathcal{K} \triangleq \{1, 2, \dots, K\}$)个用户之间的下行信道向量; $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2 \mathbf{I}_K)$ 表示均值为 0 方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声; $\mathbf{F}_{\text{BB}} \triangleq [\mathbf{f}_1^{\text{BB}}, \mathbf{f}_2^{\text{BB}}, \dots, \mathbf{f}_K^{\text{BB}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times K}$ 表示数字预编码矩阵, $\mathbf{f}_k^{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1}$ 为第 k 个用户的数据流对应的数字预编码矢量; $\mathbf{F}_{\text{RF}} \triangleq [\mathbf{f}_1^{\text{RF}}, \mathbf{f}_2^{\text{RF}}, \dots, \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}}^{\text{RF}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{BS}} \times N_{\text{RF}}}$ 表示模拟预编码矩阵, $\mathbf{f}_q^{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{BS}} \times 1}$ 为第 q 个 RF 链路对应的模拟预编码矢量。由于 \mathbf{F}_{RF} 由移相器网络构成, 因此 \mathbf{F}_{RF} 中的每一个元素都受到横模约束且只能调节相位, 此外, 由于混合预编码不提供功率增益, 因此混合预编码需功率归一化为 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_{\text{RF}}$ 。为便于分析, 后文设定 $N_{\text{RF}} = K$, 当 $K < N_{\text{RF}}$ 时, 基站将从 N_{RF} 个射频链路中任取 K 个服务 K 个用户, 并且关闭剩下的 $(N_{\text{RF}} - K)$ 个射频链路以减少基站能耗。

2.1 信道模型

考虑到毫米波传播特性, 毫米波频段的路径损耗严重, 散射环境差, 有效散射体数目受限。为展现毫米波信道稀疏的散射特性, 本文采用具有有限散射体的参数信道模型。基站与第 k 个用户之间的下行信道向量 \mathbf{h}_k 表示为

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{N_{\text{BS}}}{L_k}} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{l,k} \mathbf{f}_t^H(\theta_{l,k}) \quad (2)$$

其中 L_k 表示基站与第 k 个用户间的多径数目; $\alpha_{l,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{l,k}^2)$ 表示第 l 条传播路径的复增益, 且服从均值为 0, 方差为 $\sigma_{l,k}^2$ 的复高斯分布; $\theta_{l,k} \in (-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 表示第 l 条路径的离开角(Angle of Departure, AoD); $\mathbf{f}_t(\theta)$ 表示发射端的天线阵列响应向量, 对于均匀线性阵列天线, 表示为

$$\mathbf{f}_t(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{BS}}}} [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\theta)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(N_{\text{BS}}-1)d\sin(\theta)}]^T \quad (3)$$

其中 λ 表示毫米波波长， d 表示相邻天线之间的间距，通常设定 $d = \lambda/2$ 。

2.3 系统优化目标建立

基于式 (1)，第 k 个用户的频谱效率表示为

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{\frac{P_d}{K} |h_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_k^{\text{BB}}|^2}{\frac{P_d}{K} \sum_{i \neq k} |h_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_i^{\text{BB}}|^2 + \sigma_n^2} \right) \quad (4)$$

本文旨在通过设计混合预编码，最大化系统频谱效率，具体表示为

$$\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \sum_{k=1}^K R_k \quad (5a)$$

$$\text{s. t. } \mathbf{f}_k^{\text{RF}} \in \mathcal{F}_c, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (5b)$$

$$\mathbf{f}_i^{\text{RF}} \neq \mathbf{f}_j^{\text{RF}}, \forall i, j \in \mathcal{K}, i \neq j, \quad (5c)$$

$$\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_{\text{RF}}. \quad (5d)$$

其中，(5b) 表示 \mathbf{F}_{RF} 中的每一列都选自于预定义的模拟码本 \mathcal{F}_c ，模拟码本的构造将在下一章给出；(5c) 保证从码本 \mathcal{F}_c 中挑选的用来服务不同用户的码字互不相同，从而避免波束冲突问题；(5d) 表示对混合预编码进行功率归一化，使其不提供功率增益。

最优化问题 (5) 的求解是具有挑战性的，主要问题在于多用户如何进行码字选择以及 \mathbf{F}_{RF} 与 \mathbf{F}_{BB} 在设计时存在耦合关系。为解决以上问题，下一章将给出一种高效的混合预编码设计方案。

3 混合预编码设计方案

3.1 构造基于有限分辨率移相器的模拟码本

模拟预编码设计广泛采用 DFT (Discrete Fourier Transform) 码本[7]，具体表示为 $\mathcal{F}_c^{\text{DFT}} \triangleq \{\mathbf{f}_c^{\text{DFT}}(n), \forall n \in \mathcal{N} \triangleq \{1, 2, \dots, N_{\text{BS}}\}\}$ ，其中 $\mathbf{f}_c^{\text{DFT}}(n) \triangleq \mathbf{f}_t \left[\sin^{-1} \left(-1 + \frac{2n}{N_{\text{BS}}} \right) \right]$ 。而在大规模 MIMO 场景中，基站天线数目很大，构造 DFT 码本需要高精度的移相器。由于移相器的功耗与移相器的精度成正比，并且高精度的移相器在现有技术中很难实现[5]，因此在大规模 MIMO 场景中，需要通过低精度的移相器构造近似 DFT 码本。

设定移相器位数为 B ，则 \mathbf{F}_{RF} 中的每一个元素取值范围限定在集合 $\mathcal{A} \triangleq \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_{\text{BS}}}} e^{j(-\pi + \frac{2\pi b}{2^B})}, \forall b \in \mathcal{B} \triangleq \{1, 2, \dots, 2^B\} \right\}$ 中。为构造近似 DFT 码本， \mathcal{F}_c 利用有限

分辨率移相器逼近 \mathcal{F}_c^{DFT} ， \mathcal{F}_c 中的每一个元素 $\mathcal{F}_c(p, q)$ 应满足

$$\min_{\mathcal{F}_c(p, q)} |\mathcal{F}_c(p, q) - \mathcal{F}_c^{DFT}(p, q)|, \forall \mathcal{F}_c(p, q) \in \mathcal{A}, p \in \mathcal{N}, q \in \mathcal{N} \quad (6)$$

即 \mathcal{F}_c 中的每一个元素均选自集合 \mathcal{A} ，且该元素值需要最接近 \mathcal{F}_c^{DFT} 中对应位置的元素值。由此得到近似 DFT 码本 $\mathcal{F}_c \triangleq \{f_c(n), \forall n \in \mathcal{N} \triangleq \{1, 2, \dots, N_{BS}\}\}$ 。

图 2 给出了基站天线数 $N_{BS} = 8$ ，移相器位数 $B = 3$ 时的 DFT 码本波束方向图，以及基站天线数 $N_{BS} = 8$ ，移相器位数 $B = 2$ 时的近似 DFT 码本波束方向图。可见通过有限分辨率移相器构造的近似 DFT 码本，码字间的正交性依然满足，而部分波束增益会有所下降。当基站天线数目很大时，波束增益的降低对整体性能的影响较小，因为即使波束增益有所降低，多天线带来的增益依然能够满足基站正常服务用户的需求。

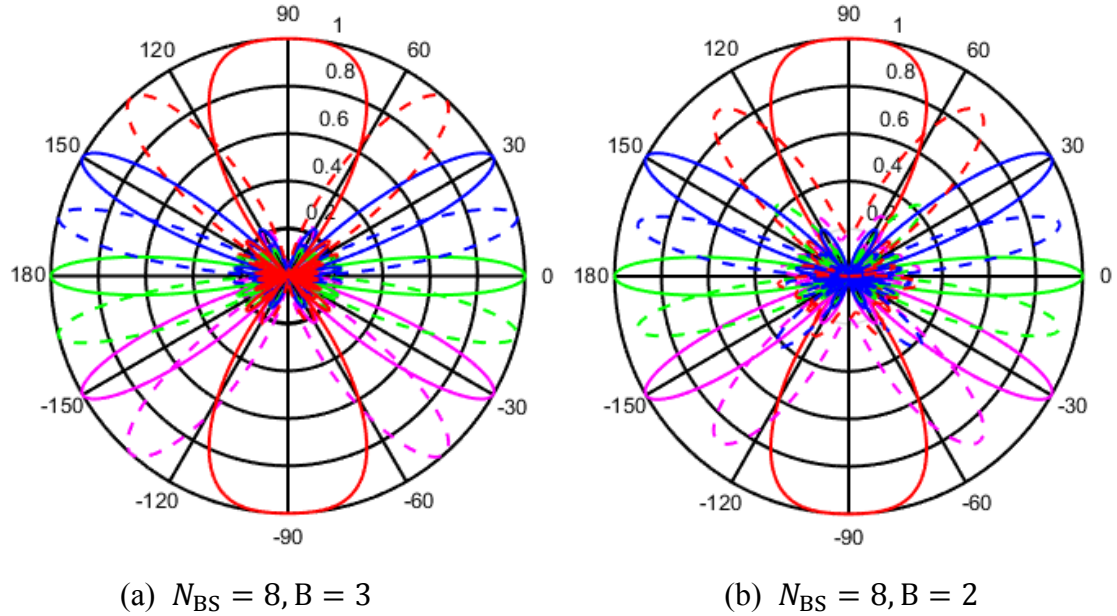


图 2 DFT 码本及近似 DFT 码本波束方向图

3.2 混合预编码设计

本节通过引入净频谱效率，将式（5）中模拟预编码与数字预编码解耦合，并依次进行设计。在模拟预编码设计中，提出一种基于匈牙利算法的码字选择方案，利用选择出的码字构造模拟预编码矩阵；数字预编码的设计则基于模拟预编码矩阵与实际信道构成的等效信道矩阵 $\mathbf{H}_e = \mathbf{H}\mathbf{F}_{RF}$ ，基于迫零准则（Zero-forcing, ZF）或者最小均方误差准则（Minimum Mean Square Error, MMSE）对等效信道矩阵进行对角化，从而消除多用户干扰。

根据式（4），多用户干扰 $\frac{P_d}{K} \sum_{i \neq k} |\mathbf{h}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_i^{BB}|^2$ 增大了频谱效率的分母，从而降低了频谱效率。数字预编码的主要作用是消除多用户干扰，由于（5c）保证用户

间不存在波束冲突，因此等效信道矩阵 \mathbf{H}_e 是满秩的，数字预编码矩阵 \mathbf{F}_{BB} 通过对角化 \mathbf{H}_e 可以彻底消除多用户干扰。在模拟预编码设计中，若不考虑多用户干扰，则数字预编码可以暂时忽略。由此引入净频谱效率

$$R_k^{\text{net}} = \log_2 \left(1 + \frac{P_d |\mathbf{h}_k \mathbf{f}_k^{\text{RF}}|^2}{K \sigma_d^2} \right) \quad (7)$$

实际上， R_k^{net} 表示第 k 个用户在单用户场景下的频谱效率，最大化式(7)与文献[4]中最大化等效信道增益是一致的，而文献[4]未考虑波束冲突问题。基于净频谱效率，模拟预编码与数字预编码解耦合，模拟预编码的设计问题重构为

$$\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \sum_{k=1}^K R_k^{\text{net}} \quad (8a)$$

$$\text{s. t. } \mathbf{f}_k^{\text{RF}} \in \mathcal{F}_c, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (8b)$$

$$\mathbf{f}_i^{\text{RF}} \neq \mathbf{f}_j^{\text{RF}}, \forall i, j \in \mathcal{K}, i \neq j. \quad (8c)$$

这是以最大化系统净频谱效率为优化目标的码字选择问题。为解决以上问题，本文提出一种基于匈牙利算法的码字选择方案，具体步骤如表1所示。

表1 基于匈牙利算法的码字选择与模拟预编码设计

算法1： 基于匈牙利算法的码字选择与模拟预编码设计
输入： $N_{\text{BS}}, K, \mathcal{F}_c, \mathbf{T}$ 。
步骤1： 从 \mathbf{T} 中删去全零列矢量，获得 $\mathbf{T}' \in \mathbb{C}^{K \times N'}$ 。
步骤2： 通过式(12)获得 t_{max} 。
步骤3： 通过式(13)和式(14)更新 \mathbf{T}' 。
步骤4： 使用匈牙利算法解决式(15)，获得 \mathbf{P}' 。
步骤5： 删去 \mathbf{P}' 底部 Δ_N 行行矢量。
步骤6： 通过逆预处理由 \mathbf{P}' 得到对应的 \mathbf{P} 。
步骤7： 基于 \mathbf{P} 从 \mathcal{F}_c 中分别选出服务每个用户的码字。
步骤8： 基于选择的码字，确定模拟预编码矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ 。
输出： $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ 。

首先，定义矩阵 $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{K \times N_{\text{BS}}}$ 中的第 $k(k \in \mathcal{K})$ 行第 $n(n \in \mathcal{N})$ 列元素 $\mathbf{T}(k, n)$ 为

$$\mathbf{T}(k, n) \triangleq \mathcal{J} \left(\log_2 \left(1 + \frac{P_d |\mathbf{h}_k \mathbf{f}_c(n)|^2}{K \sigma_d^2} \right), \gamma_k \right) \quad (9)$$

其中包含变量 x 和 y 的函数 $\mathcal{J}(x, y)$ 定义为

$$\mathcal{J}(x, y) \triangleq \begin{cases} x, & x \geq y, \\ 0, & x < y. \end{cases} \quad (10)$$

γ_k 表示控制第 k 个用户候选码字数目的阈值。实际上， $\mathbf{T}(k, n)$ 表示第 k 个用户使用码字 $\mathbf{f}_c(n)$ 时的净频谱效率，如果该净频谱效率大于 γ_k 。否则， $\mathbf{T}(k, n)$ 设置为 0，表示 $\mathbf{f}_c(n)$ 不是第 k 个用户的候选码字。在波束训练阶段，将 $\mathbf{f}_c(n), n \in \mathcal{N}$ 作为模拟预编码矢量训练第 k 个用户，得到 N_{BS} 个净频谱效率。给定第 k 个用户预设的候选码字数目，定义为 $m_k (m_k \geq 2)$ ，将 γ_k 设定为 N_{BS} 个净频谱效率中第 m_k 个最大的值。每个用户挑选 m_k 个候选码字的动机是当波束冲突发生时，每个用户至少有一个可供选择的其它码字，以保证所有用户最终选择的码字互不相同。当然， m_k 的设置不能过大，否则会导致较大的计算复杂度。设定二元矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{K \times N_{\text{BS}}}$ ，最终选择出的用于服务所有用户的码字索引将存储在 \mathbf{P} 中。如果 $\mathbf{f}_c(n)$ 被选取用来服务第 k 个用户，那么 $P(k, n) = 1$ ；否则 $P(k, n) = 0$ 。基于矩阵 \mathbf{T} 和矩阵 \mathbf{P} ，将式(8)改写为

$$\max_{\mathbf{P}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{\text{BS}}} \mathbf{T}(k, n) \mathbf{P}(k, n) \quad (11a)$$

$$\text{s. t.} \quad \sum_{k=1}^K \mathbf{P}(k, n) \leq 1, n \in \mathcal{N}, \quad (11b)$$

$$\sum_{n=1}^{N_{\text{BS}}} \mathbf{P}(k, n) = 1, k \in \mathcal{K}. \quad (11c)$$

(11b)和(11c)分别表示每个码字最多被选择一次以及每个用户选择一个码字。

在应用匈牙利算法前，需要对 \mathbf{T} 进行预处理。如算法 1 步骤 1 所示，删去 \mathbf{T} 中存在的全零列矢量，得到矩阵 $\mathbf{T}' \in \mathbb{C}^{K \times N'}$ ，其中 $N' (K \leq N' \leq N_{\text{BS}})$ 表示 \mathbf{T}' 的列数。注意到 $K \leq N'$ 保证了候选码字的总数目大于用户数，如果 $K \leq N'$ 无法满足，则保留 \mathbf{T} 中部分全零列矢量。定义 $\mathcal{N}' \triangleq \{1, 2, \dots, N'\}$ ，如算法 1 步骤 2 所示，获取 \mathbf{T}' 中最大元素

$$t_{\max} = \max_{k \in \mathcal{K}, n \in \mathcal{N}'} \mathbf{T}'(k, n) \quad (12)$$

更新 \mathbf{T}' 为

$$\mathbf{T}'(k, n) \leftarrow t_{\max} - \mathbf{T}'(k, n), \forall k \in \mathcal{K}, n \in \mathcal{N}' \quad (13)$$

匈牙利算法适用于和最小问题的求解[8]，式(13)将式(11a)中的和最大问题转换成了和最小问题。由于匈牙利算法是对方阵进行运算的，因此将 \mathbf{T}' 构造为

$$\mathbf{T}' \leftarrow [\mathbf{T}'; \mathbf{0}^{\Delta_N \times N'}] \quad (14)$$

实际上是在 \mathbf{T}' 的底部添加 $\Delta_N (\Delta_N \triangleq (N' - K))$ 行全零行矢量。

完成算法 1 步骤 1 至步骤 3 的预处理，式(11)转变成以下优化问题

$$\max_{\mathbf{P}'} \sum_{k=1}^{N'} \sum_{n=1}^{N'} \mathbf{T}'(k, n) \mathbf{P}'(k, n) \quad (15a)$$

$$\text{s. t.} \quad \sum_{k=1}^{N'} \mathbf{P}'(k, n) \leq 1, n \in \mathcal{N}', \quad (15b)$$

$$\sum_{n=1}^{N'} \mathbf{P}'(k, n) = 1, k \in \mathcal{N}'. \quad (15c)$$

其中 $\mathbf{P}' \in \mathbb{C}^{N' \times N'}$ 为二元矩阵。式（15）是典型的指派问题，利用匈牙利算法可以获得其最优解。其中 \mathbf{T}' 和 \mathbf{P}' 分别为匈牙利算法的输入和输出。

匈牙利算法的主要步骤包括：1）给定 \mathbf{T}' ，每一行的所有元素减去该行最小的元素值，每一列的所有元素减去该列最小的元素值，使得每一行和每一列都至少有一个零元素。2）利用最少数目的行和列覆盖 \mathbf{T}' 中所有的零元素，如果行和列的数目之和小于 N' ，则迭代以下步骤：2.1）从未覆盖区域中选出最小的元素。2.2）所有未覆盖行中的元素减去该最小元素，所有覆盖列中的元素加上该最小元素，使得未覆盖区域出现新的零元素。2.3）利用最少数目的行和列覆盖 \mathbf{T}' 中所有的零元素。3）输出一个满秩的二元矩阵 \mathbf{P}' ，共包含 N' 个非零元素， \mathbf{P}' 中的每一个非零元素对应一个 \mathbf{T}' 中的零元素。

匈牙利算法运算结束后，删去 \mathbf{P}' 底部 Δ_N 行行矢量，即对应式（14）中添加的 Δ_N 行全零行矢量。此时， \mathbf{P}' 中非零元素的个数为 K 。通过逆预处理将 \mathbf{P}' 中非零元素的位置映射到 \mathbf{P} 中对应的位置，对于 \mathbf{P} 中的每一个非零元素，其横坐标和纵坐标分别表示为 \tilde{k} 和 \tilde{n} ，从 \mathcal{F}_c 中选择码字 $\mathbf{f}_c(\tilde{n})$ 作为第 \tilde{k} 个用户的模拟预编码矢量 $\tilde{\mathbf{f}}_k^{\text{RF}}$ ，

最终，设计的模拟预编码矩阵表示为 $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}} = [\tilde{\mathbf{f}}_1^{\text{RF}}, \tilde{\mathbf{f}}_2^{\text{RF}}, \dots, \tilde{\mathbf{f}}_K^{\text{RF}}]$ 。

$\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ 确定以后，得到等效信道矩阵 $\mathbf{H}_e = \mathbf{H} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ ，利用导频对等效信道矩阵进行估计[9]，得到等效信道矩阵 \mathbf{H}_e 的估计 $\hat{\mathbf{H}}_e$ 。基于ZF准则或者MMSE准则，数字预编码分别表示为 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{ZF}} = \hat{\mathbf{H}}_e^H (\hat{\mathbf{H}}_e \hat{\mathbf{H}}_e^H)^{-1}$ 或者 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{MMSE}} = \hat{\mathbf{H}}_e^H (\frac{P_d}{K} \hat{\mathbf{H}}_e \hat{\mathbf{H}}_e^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_K)$ 。最后，对混合预编码矩阵进行功率归一化，即 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = K$ 。

4 性能仿真与分析

考虑一个典型的多用户毫米波大规模 MIMO 系统，基站配备 $N_{\text{BS}} = 128$ 根 ULA 天线，通过 $N_{\text{RF}} = 20$ 个射频链路同时服务 $K = 20$ 个单天线用户。对于基站与第 k 个用户之间的下行信道 \mathbf{h}_k ，设定 $L_k = 3$ ，考虑视距场景(Line of Sight, LoS)，其中主径 $\alpha_{1,k} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ ，从径 $\alpha_{l,k} \sim \mathcal{CN}(0,0.1), l = 2,3$ ， $\theta_{l,k}$ 在 $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 上服从均匀

分布。在所提码字选择方案中，设定每个用户有 $m_k = 4$ 个候选码字。数字预编码设计基于 MMSE 准则。所有仿真结果均是通过 5000 次信道实现取平均得到。

如图 3 所示，比较不同预编码方案在不同信噪比下的系统频谱效率，参与对比的预编码方案包括全数字预编码方案，本文提出的混合预编码方案（ $B = 7$ ），

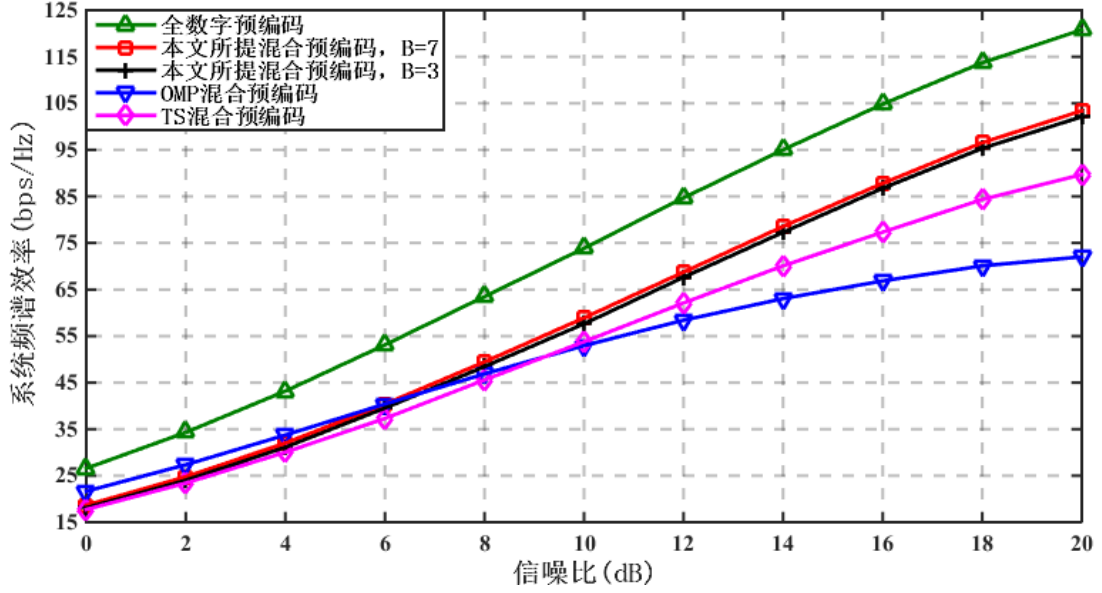


图 3 不同预编码方案在不同信噪比下系统频谱效率对比图

本文提出的混合预编码方案（ $B = 3$ ），文献[3]提出的 OMP 混合预编码方案以及文献[4]提出的 TS 混合预编码方案，OMP 混合预编码方案与 TS 混合预编码方案中移相器的位数均为 $B = 7$ 。当信噪比小于 6dB 时，OMP 方案略优于所提混合预编码方案，这是由于 OMP 方案通过联合设计 \mathbf{F}_{RF} 和 \mathbf{F}_{BB} 逼近全数字预编码 \mathbf{F}_{opt} ，在信噪比较小时，由于噪声和多用户干扰均较大，逼近的效果相较于 \mathbf{F}_{RF} 和 \mathbf{F}_{BB} 解耦设计要好；当信噪比大于 6dB 时，所提混合预编码方案优于 OMP 方案，这是由于 OMP 方案无法完全消除多用户干扰，且在高信噪比环境下尤为突出。所提混合预编码方案整体优于 TS 方案，这是由于 TS 方案未考虑波束冲突问题，导致波束冲突发生时，多用户干扰无法彻底消除，进而导致系统频谱效率降低。当信噪比为 14dB 时，在移相器精度相同的情况下，所提混合预编码方案相较于 TS 方案和 OMP 方案在系统频谱效率上分别有 12.4%和 24.6%的提升。此外，当移相器位数 $B = 3$ 时，所提混合预编码方案的系统频谱效率较移相器位数 $B = 7$ 时仅有不足 1bps/Hz 的衰减，从而验证了构造基于有限分辨率移相器的模拟码本的可行性和有效性。

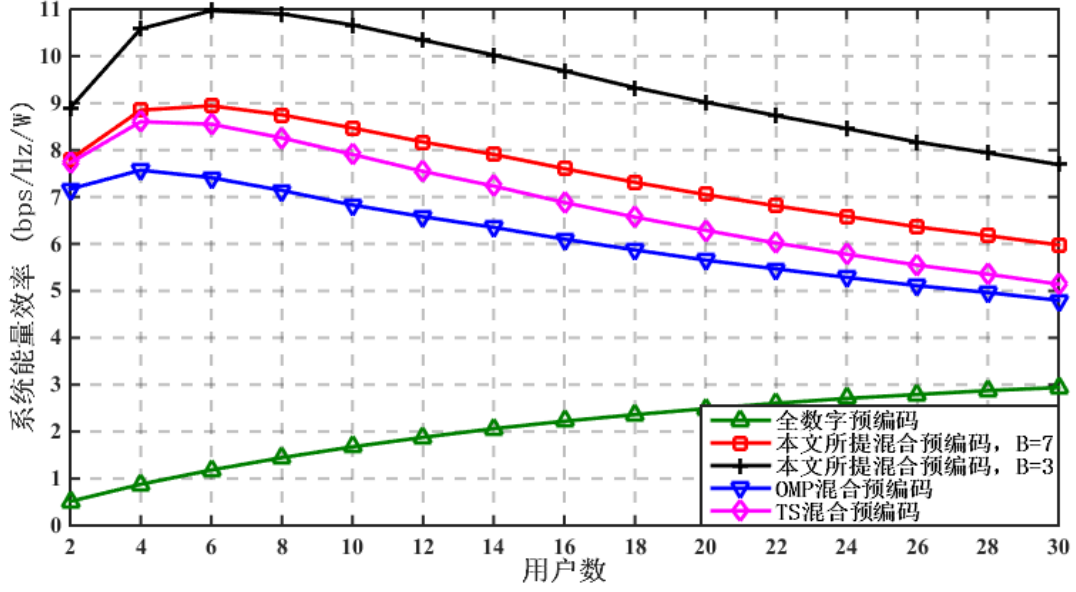


图 4 不同预编码方案在不同用户数下系统能量效率对比图

为了更好的验证基于有限分辨率移相器的混合预编码系统性能,引入系统能量效率 $\eta = \frac{\sum_{k=1}^K R_k}{P_{\text{total}}} = \frac{\sum_{k=1}^K R_k}{P_d + N_{\text{RF}}P_{\text{RF}} + N_{\text{PS}}P_{\text{PS}}}$, 其中 P_{RF} 表示每个射频链路消耗的功率, N_{PS} 表示移相器总数, P_{PS} 表示每个移相器消耗的功率。参照文献[6]的仿真参数,设定 $P_d = 1\text{W}$, $P_{\text{RF}} = 250\text{mW}$, $P_{\text{PS}} = 1\text{mW}$, $B = 3$, $P_{\text{PS}} = 2\text{mW}$, $B = 7$ 。图 4 给出了不同预编码方案在不同用户总数下的系统能量效率对比。可见当移相器精度相同时,所提混合预编码方案的系统能量效率优于 TS 方案和 OMP 方案,而全数字预编码方案的系统能量效率最低。当移相器精度下降时,所提混合预编码方案的系统能量效率反而提高,这得益于构造的基于有限精度移相器的模拟码本,在保证系统频谱效率基本不变的同时,显著降低移相器功耗。

5 结束语

本文针对多用户毫米波大规模 MIMO 系统提出了基于有限分辨率移相器的混合预编码方法。通过引入净频谱效率,将模拟预编码与数字预编码解耦合,为避免波束冲突并最大化系统净频谱效率,提出基于匈牙利算法的波束选择方案,从基于有限分辨率移相器构造的近似 DFT 码本中选取码字构造模拟预编码,并利用数字预编码消除多用户干扰。仿真结果表明,在系统频谱效率方面,提出的混合预编码方案优于现有混合预编码方案,且移相器分辨率的降低为获得更高的系统能量效率提供了可能。未来可将提出的混合预编码方法扩展到多用户多小区场景,并针对该场景对该方法进行优化研究。

参考文献

- [1] Heath R. W., Gonzalez-Prelcic N., Rangan S., et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE journal of selected topics in signal processing, 2016, 10(3): 436-453.
- [2] Hong W, Baek K H, Lee Y, et al. Study and prototyping of practically large-scale mmWave antenna systems for 5G cellular devices[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(9): 63-69.
- [3] Ayach O. E., Rajagopal S., Abu-Surra S., et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [4] Alkhateeb A., Leus G., Heath R. W.. Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(11): 6481-6494.
- [5] Wang, Z., Li, M., Liu, Q., et al. Hybrid precoder and combiner design with low-resolution phase shifters in mmWave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018,12(2): 256-269.
- [6] Gao X., Dai L., Han S., et al. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 998-1009.
- [7] Suh J., Kim C., Sung W., et al. Construction of a generalized DFT codebook using channel-adaptive parameters[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(1): 196-199.
- [8] Wang Z, Feng Z, Zhang P. An iterative hungarian algorithm based coordinated spectrum sensing strategy[J]. IEEE communications letters, 2011, 15(1): 49-51.
- [9] Zhao L., Ng D. W. K., Yuan J. Multi-user precoding and channel estimation for hybrid millimeter wave systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(7): 1576-1590.